

Verification of Translation

U.S. Patent Application No.: 10/078,441

Title of the Invention:


ECHO CANCELLATION PROCESSING SYSTEM

I, Yoko MATSUI, professional patent translator, whose full post office address is IKEUCHI • SATO & Partner Patent Attorneys, 26<sup>th</sup> Floor, OAP Tower, 8-30, Tenmabashi, 1-Chome, Kita-ku, Osaka-shi, Osaka 530-6026, Japan am the translator of the documents attached and I state that the following are true translations to the best of my knowledge and belief of JP11(1999)-18194 A, JP5(1993)-252079 A, and JP2001-144655 A

At Osaka, Japan

DATED this April 11, 2002

Signature of the translator



Yoko MATSUI

PARTIAL TRANSLATION OF JP 5(1993)-252079 A

Publication Date: September 28, 1993

Title of the Invention: ECHO CANCELLER

Patent Application Number: 4-81566

Filing Date: March 3, 1992

Inventors: Kensaku FUJII et al.

Applicant: FUJITSU LTD.

[Claim 1] An echo canceller comprising:

an adaptive filter (31) for generating a pseudo echo based on a received signal;

a subtractor (32) for subtracting the pseudo echo from a transmitted signal to delete an echo component;

a double-speech detection circuit (33) for detecting a double-speech state;

a coefficient correction circuit (34) for correcting a tap coefficient of the adaptive filter in the normal state and pausing the correction of the coefficient in the double-speech state; and

a delay circuit (35) for delaying a signal used for the coefficient correction in the coefficient correction circuit by at least about a delay time of double-speech detection in the double-speech detection circuit.

(Page 2, right column, lines 29-33)

An acoustic echo canceller is introduced for the purpose of cancelling an echo  $g_i$  with a pseudo echo  $G_j (= \sum H_1(i)X_i(i)$ , where  $H_1(i)$  is a tap coefficient) generated in an adaptive filter 1, thereby reducing acoustic coupling.

(Page 2, right column, line 45 - Page 3, left column, line 7)

An serious problem that should be considered in the echo canceller is a decrease in an echo deletion amount in the case of double-speech, fluctuation of an echo path, and generation of a narrow band signal.

Double-speech refers to a state where communication partners utter speeches simultaneously. In the presence of double-speech, coefficient correction cannot be conducted, and an echo deletion amount (a power ratio of echo components contained in an echo and a residual echo in an input signal) is decreased momentarily. In order to solve the problem involved in double-speech, when a double-speech coefficient is detected, coefficient correction processing in the coefficient correction circuit 2 is paused until the double-speech state is completed so that a tap coefficient of an adaptive filter is not substantially fluctuated.

(Page 3, left column, lines 29–40)

In order to solve the above-mentioned problems, the echo canceller of the present invention includes: as one embodiment, an adaptive filter 31 for generating a pseudo echo based on a received signal; a subtractor 32 for subtracting a pseudo echo from a transmitted signal to delete an echo component; a double-speech detection circuit 33 for detecting a double-speech state; a coefficient correction circuit 34 for correcting a tap coefficient of the adaptive filter 31 in the normal state and pausing the correction of the coefficient in the double-speech state; and a delay circuit 35 for delaying a signal used for the coefficient correction in the coefficient correction circuit 34 by at least about a delay time of double-speech detection in the double-speech detection circuit 33.

(Page 6, left column, lines 26–28)

When a double-speech state is generated and the state is detected by the double-speech detection circuit 4, calculation of a correlation function and processing of coefficient correction in the coefficient correction circuit 2 are paused.



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **05252079 A**(43) Date of publication of application: **28.09.93**

(51) Int. Cl.

**H04B 3/23**  
**H03H 17/02**  
**H03H 21/00**  
**H04M 1/60**  
**H04M 3/56**  
**H04Q 3/42**

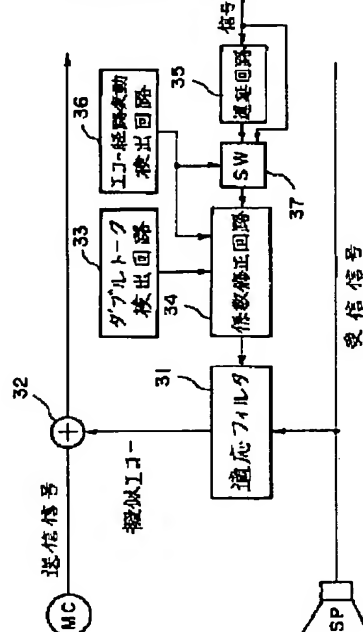
(21) Application number: **04081566**(22) Date of filing: **03.03.92**(71) Applicant: **FUJITSU LTD**(72) Inventor: **FUJII KENSAKU  
OGA TOSHIRO**(54) **ECHO CANCELLER**

COPYRIGHT: (C)1993,JPO&amp;Japio

(57) Abstract:

**PURPOSE:** To prevent an echo cancel quantity from being reduced against double- speech or echo path fluctuation with respect to the echo canceller used for a voice/TV conference or the like.

**CONSTITUTION:** This canceller is provided with an adaptive filter 31 generating a pseudo echo based on a reception signal, a subtractor 32 subtracting the pseudo echo from a transmission signal to cancel the echo component, a double- speech detection circuit 33 detecting a double-speech state, and a coefficient correction circuit 34 correcting a tap coefficient of the adaptive filter 31 in the normal state and pausing the correction of the coefficient in the double- speech state. Furthermore, a signal used for the coefficient correction by the coefficient correction circuit 34 is delayed by at least a delay time of double- speech detection by the double-speech detection circuit 33 and the result is inputted to the coefficient correction circuit 34 by means of a delay circuit 35.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-252079

(43)公開日 平成5年(1993)9月28日

(51)Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 3/23		9199-5K		
H 0 3 H 17/02	L	7037-5 J		
21/00		7037-5 J		
H 0 4 M 1/60	C	9077-5K		
3/56	C			

審査請求 未請求 請求項の数7(全 12 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平4-81566

(22)出願日 平成4年(1992)3月3日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 藤井 健作

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 大賀 寿郎

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 小林 隆夫

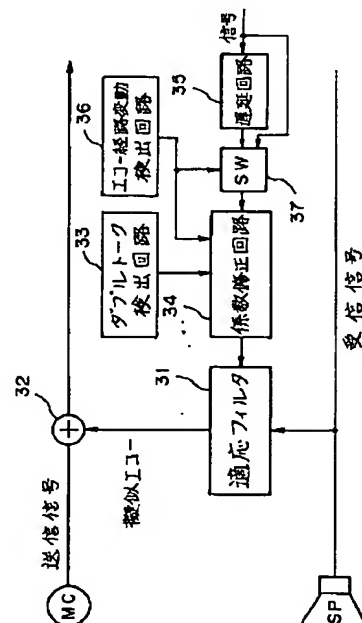
(54)【発明の名称】 エコーキャンセラ

#### (57)【要約】

【目的】 本発明は、音声／TV会議装置などに用いるエコーキャンセラに関するものであり、ダブルトークやエコー経路変動に対してもエコー消去量が減少しないようにすることを目的とする。

【構成】 受信信号に基づき擬似エコーを生成する適応フィルタ31と、送信信号から擬似エコーを差し引いてエコー成分を消去する減算器32と、ダブルトーク状態を検出するダブルトーク検出回路33と、通常時に適応フィルタ31のタップ係数を修正しダブルトーク状態時にその係数修正を休止する係数修正回路34と、係数修正回路34での係数修正に用いる信号をダブルトーク検出回路33でのダブルトーク検出の遅延時間程度少なくとも遅延させて係数修正回路34に入力させる遅延回路35とを備えたものである。

#### 本発明に係る原理説明図



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号に基づき擬似エコーを生成する適応フィルタ (31) と、送信信号から該擬似エコーを差し引いてエコー成分を消去する減算器 (32) と、ダブルトーク状態を検出するダブルトーク検出回路 (33) と、通常時に該適応フィルタのタップ係数を修正し、該ダブルトーク状態時にその係数修正を休止する係数修正回路 (34) と、該係数修正回路での係数修正に用いる信号を該ダブルトーク検出回路でのダブルトーク検出の遅延時間程度少なくとも遅延させて該係数修正回路に入力させる遅延回路 (35) とを備えたエコーキャンセラ。

【請求項 2】 エコー経路変動検出回路 (36) と、該エコー経路変動検出回路でエコー経路変動が検出された時には該係数修正回路での係数修正に用いる信号を該遅延回路で遅延させることなく該係数修正回路に入力させる切替え回路 (37) とを更に備えた請求項 1 記載のエコーキャンセラ。

【請求項 3】 狭帯域信号の入力時にもエコー経路変動の時と同様に処理するよう構成された請求項 2 記載のエコーキャンセラ。

【請求項 4】 係数修正回路の係数推定法は、特性が未知の系に信号を送出し、その応答からその系が与える伝達関数を推定して得られた値をその系を模擬する非巡回型適応フィルタの係数とする処理であって、その系の応答とその系へ送出した信号との相互相関関数を該送出信号のパワーで正規化した値と、その系へ送出する信号の自己相関関数を該送出信号のパワーで正規化した値と該非巡回型適応フィルタのタップ係数から一つを除いたタップ係数群との積との差分を、先に除いた一つのタップ係数の新しい推定値とし、この同様の処理を他のタップ係数について実行するものである請求項 1～3 の何れかに記載のエコーキャンセラ。

【請求項 5】 係数修正回路の係数推定法は、特性が未知の系に信号を送出し、その応答からその系が与える伝達関数を推定して得られた値をその系を模擬する非巡回型適応フィルタの係数とする処理であって、その系の応答とその系へ送出した信号との相互相関関数と、該非巡回型適応フィルタのタップ係数から一つを除いたタップ係数群と該系へ送出する信号の自己相関関数との積との差分を該送出信号のパワーで除した値を、先に除いた一つのタップ係数の新しい推定値とし、この同様の処理を他の係数について実行するものである請求項 1～3 の何れかに記載のエコーキャンセラ。

【請求項 6】 ダブルトークが検出されたならば該遅延と相関関数の計算用シフトレジスタをリセットし、ダブルトーク終了後は該シフトレジスタに該送出信号が満ちてから係数更新を再開することを特徴とする請求項 4 まで

たは 5 記載のエコーキャンセラ。

【請求項 7】 係数更新再開時に相互相関関数と自己相関関数も合わせてリセットすることを特徴とする請求項 6 記載のエコーキャンセラ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、音声／TV 会議装置などに用いるエコーキャンセラに関するものである。エコーキャンセラは、例えば、ハンズフリー型電話機、音声／TV 会議装置あるいはデジタル加入者線伝送などに使用される。例えばデジタル加入者線伝送においては、回線の 2 線／4 線変換部におけるハイブリッドトランスのミスマッチングにより送信信号が受信側に回り込んで生じるエコーが通信品質を劣化させる。また音声／TV 会議装置や拡声電話機などではスピーカからの出力音が部屋の壁などで反射してエコーとなってマイクロホンに回り込むことによって快適な通話が妨げられる。エコーキャンセラはこれらのエコーを消去するためのものである。

## 【0002】

【従来の技術】 図 1 2 には音声／TV 会議装置で用いられる音響エコーキャンセラの従来例が示される。音声／TV 会議装置では会議参加者はマイクロホン 5 とスピーカ 2 4 を用いて相互に通話する。このシステムでは、スピーカ 2 4 から送出された受話音声  $X_i$  (出力信号) が部屋の反射によってマイクロホン 5 にエコー  $g_i$  ( $=\sum h_i(i) X_i(i)$ 、但し  $h_i(i)$  はインパルス応答) として回り込み、この回り込みによって生じる音響結合からハウリングが発生する危険がある。音響エコーキャンセラは適応フィルタ 1 で合成した擬似エコー  $G_i$  ( $=\sum H_i(i) X_i(i)$ 、但し  $H_i(i)$  はタップ係数) でこのエコー  $g_i$  を相殺することによってその間の音響結合を小さくすることを目的に導入される。

【0003】 すなわち、スピーカ 2 4 から出力された受話音声  $X_i$  はエコー  $g_i$  となってマイクロホン 5 に入力し、通信回線を経由して相手側装置のスピーカから出力され、さらに相手側マイクロホンを経由して再び受話音声  $X_i$  として戻ってくる。この一巡閉路の利得が 1 を超えるならば、受話音声  $X_i$  は循環するたびに増幅され、ついにはハウリングが発生する。エコーキャンセラはスピーカからマイクロホンに回り込んだエコー  $g_i$  をエコーキャンセラ内で合成した擬似エコー  $G_i$  で相殺することによって、この一巡閉路の利得を 1 以下にしようとするものである。

【0004】 このエコーキャンセラにおいて考慮しておかなければならない重要な問題として、ダブルトーク、エコー経路変動、狭帯域信号が生起した時のエコー消去量の減少がある。

【0005】 ダブルトークとは通信相手双方が同時に発声している状態であり、このダブルトークがあると適切

な係数修正を行えなくなってエコー消去量（入力信号に含まれるエコーと残留エコーに含まれるエコー成分のパワー比）は一瞬のうちに減少する。ダブルトーク対策としては、ダブルトーク状態を検出したら、それらが終了するまで係数修正回路 2 における係数修正処理を休止し、適応フィルタのタップ係数が大きくずれてしまうことがないようにする。

【0006】また部屋の残響特性（エコー経路）は人が動くことによっても簡単に変わり、このエコー経路変動があると擬似エコーのエコーに対する近似は大きく崩れ、エコー消去量が減少してハウリングが発生する危険が増大する。この発生を防止するためには、その変化に素早く追従して適応フィルタのタップ係数を正しい値に修正することが必要である。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】エコー消去量はダブルトークによって一瞬のうちに減少する。いっぽう、ダブルトークが起こってからそれが検出されるまでには時間（残留エコーを用いて高速に検出する方法でも数ms）かかる。このため一般には、ダブルトークを検出して係数更新を休止したとしても、その休止時点までにエコー消去量が大きく減少してしまう。

【0008】本発明はかかる問題点に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、ダブルトークやエコー経路変動に対してもエコー消去量が減少しないようにすることにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】図 1 は本発明に係る原理説明図である。上述の課題を解決するために、本発明のエコーキャンセラは、一つの形態として、受信信号に基づき擬似エコーを生成する適応フィルタ 31 と、送信信号から擬似エコーを差し引いてエコー成分を消去する減算器 32 と、ダブルトーク状態を検出するダブルトーク検出回路 33 と、通常時に適応フィルタ 31 のタップ係数を修正しダブルトーク状態時にその係数修正を休止する係数修正回路 34 と、係数修正回路 34 での係数修正に用いる信号をダブルトーク検出回路 33 でのダブルトーク検出の遅延時間程度少なくとも遅延させて係数修正回路 34 に入力させる遅延回路 35 とを備えたものである。

【0010】また本発明のエコーキャンセラは、他の形態として、上述のエコーキャンセラにおいて、エコー経路変動検出回路 36 と、エコー経路変動検出回路 36 でエコー経路変動が検出された時には係数修正回路 34 での係数修正に用いる信号を遅延回路 35 で遅延させることなく係数修正回路 34 に入力させる切替え回路 37 とを更に備えたものである。

【0011】この 2 番目の形態のエコーキャンセラは狭帯域信号の入力時にもエコー経路変動の時と同様に処理するよう構成される。

【0012】また本発明のエコーキャンセラは、また他の形態として、エコーキャンセラにおける係数修正回路の係数推定法として、特性が未知の系に信号を送出し、その応答からその系が与える伝達関数を推定して得られた値をその系を模擬する非巡回型適応フィルタの係数とする処理であって、その系の応答とその系へ送出した信号との相互相関関数を該送出信号のパワーで正規化した値と、その系へ送出する信号の自己相関関数を該送出信号のパワーで正規化した値と該非巡回型適応複の係数から一つを除いた係数群との積との差分を、先に除いた一つの係数の新しい推定値とし、この同様の処理を全係数について実行するという相関法を用いている。

【0013】また本発明のエコーキャンセラは、さらに他の形態として、係数修正回路の係数推定法として、特性が未知の系に信号を送出し、その応答からその系が与える伝達関数を推定して得られた値をその系を模擬する非巡回型適応フィルタの係数とする処理であって、その系の応答とその系へ送出した信号との相互相関関数と、該非巡回型適応複の係数から一つを除いた係数群と該系へ送出する信号の自己相関関数との積との差分を該送出信号のパワーで除した値を、先に除いた一つの係数の新しい推定値とし、この同様の処理を全係数について実行するという相関法を用いている。

【0014】また本発明のエコーキャンセラは、他の形態として、またダブルトークが検出されたならば該遅延と相関関数の計算用シフトレジスタをリセットし、ダブルトーク終了後は該シフトレジスタに該送出信号が満ちてから係数更新を再開することを特徴とするものである。

【0015】また本発明のエコーキャンセラは、他の形態として、係数更新再開時に相互相関関数と自己相関関数も合わせてリセットすることを特徴とするものである。

【0016】

【作用】係数修正回路 34 における係数修正のために必要な信号（受信信号や送信信号など）は遅延回路 35 で所定の遅延 D を与えられてから係数修正回路 34 に入力される。この遅延 D はダブルトーク検出回路 33 でのダブルトーク検出遅延程度以上に設定される。これにより、ダブルトークが発生した時、ダブルトーク検出回路 33 でそれを検出するために時間 D の遅延があったとしても、係数修正回路 34 に入力される信号も遅延回路 35 で時間 D 分遅延されているから、ダブルトーク検出回路 33 でダブルトークが検出された時点で係数修正回路 34 の係数修正を休止すれば、エコー消去量が大幅に減少することを防げる。

【0017】一方、エコー経路変動があった時には係数修正回路 34 での収束を高速化することが望ましく、このため遅延回路 35 での時間 D の遅延はエコー経路変動に対しては有害となる。そこで、エコー経路変動検出回

路36でエコー経路変動が検出された時には、切替え回路37によって遅延回路35を除去して信号を係数修正回路34に直接的に入力するようにする。

【0018】また狭帯域信号に対してもエコー経路変動と同様に扱うことができ、狭帯域信号の入力が検出された時には切替え回路37で遅延回路35を除去するようにする。

【0019】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。図2には本発明の一実施例としてのエコーキャンセラの要部部分の構成が示される。図2において、1は出力信号 $X_i$ 、(=受話音声)に基づき擬似エコー $G_i$ を生成する非巡回型の適応フィルタ、3は入力信号 $Y_i$ 、(=送話音声 $S_i$  + エコー $g_i$  + 周囲騒音 $N_i$ )から擬似エコー $g_i$ を差し引いて残留エコー $E_i$ を出力する減算器であり、これらは従来の技術の項で説明したものと同一である。

【0020】4は擬似エコー $G_i$ と残留エコー $E_i$ に基づいてダブルトーク状態を検出するダブルトーク検出回路である。このダブルトーク検出回路4については例えば藤井等の「音声エコーキャンセラのためのダブルトークとエコー経路変動に関する検討」、信学技報、Ea91-82などを参照できる。

【0021】2は係数修正回路であり、この係数修正回

$$Y_i = \sum h(i) X_i(i) + S_i + N_i \quad (1)$$

と表され、図3の(B)の系の巡回部への入力 $[Y_i, -\sum H_i(i) X_i(i)] X_i(m)$ である。この構成か ※

$$D_i(m) = [\sum \Delta_i(i) X_i(i) + S_i + N_i] X_i(m) \quad (2)$$

$$\Delta_i(i) = h(i) - H_i(i) \quad (3)$$

$\sum$  :  $i=m$ を除く  $i=1 \sim I$  の加算

を高速に排除することに等しいことが見出される。その第1の方法はフィルタ係数 $\alpha$ を1(帯域幅最小)とすること、その第2の方法は誤差の多い収束の初期に巡回部に入力した誤差成分 $\sum \Delta_i(i) X_i(i)$ を巡回部からできるだけ早く排除する(フィルタ係数 $\alpha$ を最小とする)ことである。しかし、この二つの方法は背反するものであり、図3の(B)に示す構成でこの二つを両立させることは難しい。

【0025】この二つの方法を同時に有効とするのが相関法である。この相関法では、推定誤差を巡回部に残す結果となる $\sum H_i(i) X_i(i)$ の減算を巡回部の出力★

$$\begin{aligned} a_i(m) &= \sum^j Y_i X_i(m) \\ &= \sum h(i) r_j(i,m) + \sum^j S_i X_i(m) + \sum^j N_i X_i(m) \\ &= h(m) r_j(m,m) + \sum h(i) r_j(i,m) + \sum^j S_i X_i(m) \\ &\quad + \sum^j N_i X_i(m) \\ &= h(m) r_j(m,m) + \sum h(i) r_j(i,m) + b_i(m) + c_i(m) \end{aligned} \quad (4)$$

$$r_j(m,m) = \sum^j X_i(m) X_i(m) \quad (5)$$

$$r_j(i,m) = \sum^j X_i(i) X_i(m) \quad (i \neq m) \quad (6)$$

$$b_i(m) = \sum^j S_i X_i(m) \quad (7)$$

\* 路では、擬似エコーを合成する適応フィルタの係数推定アルゴリズムとして、収束速度の高速化を実現できる相関法と称する新たな係数推定アルゴリズムを用いている。この相関法では出力信号 $X_i$ と入力信号 $Y_i$ の相関関数に基づいてタップ係数の推定を行っている。この動作については後で詳細に説明する。

【0022】5と6は遅延回路であり、ダブルトーク検出回路4でダブルトークの検出に要する時間分程度の遅延 $D$ をそれぞれ出力信号 $X_i$ と入力信号 $Y_i$ に与えて係数修正回路2に入力させるものであり、シフトレジスタを用いて構成される。

【0023】この実施例装置の動作を以下に説明する。相関法

まず、係数修正回路2における相関法による係数推定アルゴリズムを説明する。一般的に用いられている学習同定法は、図12に示す諸信号を用いて低域フィルタ表現すると、時刻 $i+1$ における適応フィルタの $m$ 番目のタップ係数値 $H_{i+1}(m)$ を推定する演算の構造は図3の

(A)のように表される。さらに、この低域フィルタ表現に示す係数 $\alpha_i(m)$ を定数 $\alpha$ とした係数推定法の演算系を図3の(B)に示す。この図3の(B)の構成において収束速度は学習同定法と同程度となる。

【0024】ここで、入力信号 $Y_i$ は

30★側(除算の手前)で行うように変更する。このとき、推定誤差 $\Delta_i(i)$ に起因する外乱成分は巡回部に残らず、フィルタ係数 $\alpha$ を1とする前記第1の方法の採用が可能となる。

【0026】この構成において、図3の(B)に示す上段巡回部は入力信号 $Y_i$ と出力信号 $X_i(m)$ の相互相関関数を与える。すなわち、式(1)の入力信号 $Y_i$ に適応フィルタを構成するシフトレジスタの $m$ 番目のタップ出力 $X_i(m)$ を乗じて時刻 $i=1$ から $J$ までの和を計算し、その和を相互相関関数 $a_i(m)$ とおくと、時刻 $J$ において



7

$$c_i(m) = \sum_{j=1}^J N_j X_j(m)$$

と置くことができる。但し、 $r_j(m,m)$  は受信信号  $X_j$  のパワー、 $r_j(i,m)$  は受信信号  $X_j(i)$  の自己相関関数であり、 $\sum_j$  は  $j=1 \sim J$  の加算を表し、 $\sum_m$  は  $i=m$  を除く  $i=1 \sim I$  の加算を表し、エコー経路利得  $h(i)$  は推定が完了するまで不変、 $\alpha=1$  と仮定している。

【0027】ここで、 $a_j(m)$  を  $r_j(m,m)$  で正規化

$$p_j(m) = h(m) r_j(m,m) + \sum_i \Delta_j(i) r_j(i,m) + b_j(m) + c_j(m)$$

と求められる。すなわち、式(4)と(9)の比較にお※

$$\sum_i \Delta_j(i) r_j(i,m) < \sum_i h(i) r_j(i,m) \quad (10)$$

が成り立つならば、推定誤差は減少して収束はさらに高速化される。

【0029】図4はこの式(9)をパワー  $r_j(m,m)$  で正規化した  $P_j(m)$  による係数推定の演算構造を示したものである。図4において、10は入力信号  $Y$ 、用入力端子、11は出力信号  $X$ 、用入力端子、12は擬似エコー  $G$ 、の出力端子、1は擬似エコー  $G$ 、を合成する非巡回型フィルタ、14は入力信号  $Y$ 、と非巡回型フィルタ1を構成するシフトレジスタの出力  $X_j(m)$  との相互相関関数を計算する相互相関関数計算回路、15はそのシフトレジスタの出力  $X_j(i)$  の自己相関関数を計算する自己相関関数計算回路、17は非巡回型フィルタ1のタップ係数  $H_j(i)$  を記憶するタップ係数メモリ、16は自己相関関数  $r_j(i,m)$  とタップ係数  $H_j(i)$  から推定しようとするタップ係数を除いた係数列との積から合成した擬似エコーに対応する成分を計算する擬似エコー対応成分計算回路、18は擬似エコー対応成分計算回路16で合成した擬似エコー対応成分と相互相関関数計算回路14で求めた相互相関関数との差分をとる減算器、19はその差分を出力信号  $X_j(i)$  のパワー  $r_j(m,m)$  で正規化する除算器である。

【0030】なお、この構成による他、相互相関関数  $a_j(m)$  と  $\sum_i h(i) r_j(i,m)$  をパワー  $r_j(m,m)$  でそれぞれ正規化し、その両者の差分をとって  $P_j(m)$  をものであってもよい。

【0031】図5はタップ数  $I=512$ 、修正定数  $K=\star$

$$r_j(i,m) / r_j(m,m) \leq 1 / (I-1) \quad (11)$$

となるとき、この帰還閉路の利得は1以下となって係数推定動作は安定する。またこの不等式が成り立つ時刻は式(6)の加算項数が  $(I-1)$  となる時刻  $i=(I-1)$  に等しい。さらにこの正規化自己相関関数は時刻  $i$  に対して単調に減少し、この時刻以降、帰還閉路の利得も1から単調に減少する。すなわち本相関法は本質的に安定である。

【0034】さらに、この相関法は、収束の初期において擬似エコーの合成と相互相関関数の計算を実行するタップ数を制限して係数推定を実行する構造にすれば、劇的に速い収束速度が実現される。すなわち、式(10)

8

$$(8)$$

\* し、全信号を無相関と仮定すれば、 $J \rightarrow \infty$ において式(4)の第2項以下は最も高速に0に収束し、正規化  $a_j(m)$  は  $h(m)$  に漸近することになる。

【0028】次に、巡回部の出力側に移動させたタップ  $m$  を除く擬似エコーを式(6)に示す自己相関関数  $r_j(i,m)$  を用いて合成し、式(4)から差し引けば、その差分は、

$$(9)$$

※いて、

★ 1、エコー対周囲騒音比約40dBとして係数推定を実行した場合における、式(9)による相関法のエコー消去量の収束特性を学習同定法との比較において示したものである。図5から分かるように、相関法では  $i=512$  程度以降から急速に収束するのに対して、学習同定法では  $i=4096$  程度にならないと収束しない。このように相関法は学習同定法と比較すると、収束速度は約8倍であり、またエコー消去量は飽和することなく増加し続けて  $i=4096$  付近では学習同定法よりも約10dBも高くなっており、収束特性が大幅に改善されていることがわかる。

【0032】この相関法は本質的に安定である。すなわち、本手法の安定性は図4に示す巡回部(4箇所)の利得が1位かになる時において保証されることは明らかである。このうち、相互相関関数  $a_j(m)$  とパワー  $r_j(m,m)$ 、自己相関関数  $r_j(i,m)$  の計算は、単なる累積加算であり、その加算値を演算語長以内に納めるように調整することは容易である。問題は係数推定値  $P_j(i)$  と  $H_j(i)$  を結ぶ帰還閉路である。

【0033】図4においてこの帰還閉路は  $i=m$  を除く  $(I-1)$  本からなる。従って、推定誤差  $\Delta_j(i)$  の大きさを  $i=1 \sim I$  について等しいと仮定すると、係数推定値  $P_j(i)$  を生じた推定誤差の  $(I-1)$  倍が推定誤差として戻り、循環し続けることになる。すなわち、パワーで正規化した自己相関関数において

から次の更なる高速化手法が見出される。その第1は、小さな  $h(i)$  の推定に対して係数更新を休止 ( $H_j(i)=0$ ) することであり、その第2は自己相関関数  $r_j(i,m)$  の積分項を少なくすることである。

【0035】まず第1の方法として式(10)をタップごとにみると、大きい  $h(i)$  については大きい  $\Delta_j(i)$  が許容されることが分かる。それは大きい  $h(i)$  については係数推定を  $i=(I-1)$  よりも早く実行できることを表している。

【0036】図6はエコー経路利得が減衰関数となることを利用して係数推定を実行するタップを  $i=1$  から順

に時間とともに一つずつ増加された場合のエコー消去特性である。i = (I - 1) 以前において収束はさらに高\*

$$\sum_{m=1}^M h_j(i) r_j(i, m) - \sum_{m=1}^M H_j(i) r_j(i, m) < \sum_{m=1}^M h(i) r_j(i, m)$$

と書き改めると、左辺第2項  $r_j(i, m)$  の積分項数を少なくすることでも左辺は小さくなることが分かる。図7はこの手法を用いて得たエコー消去特性である。収束速度が劇的に高速化されていることが分かる。但し、この第2の方法では上式第1項と第2項の積分項数が異なるため、推定誤差が少なくなってくるとその違いは推定誤差を激増させるので、誤差が激増する前に積分項数を一致させる処理を必要とする。前掲の図7は第1の方法による係数推定(図6)も平行して行い、i = 512において第2の方法と交代させるようにしたものである。

#### 【0038】ダブルトークに対する動作

本実施例のエコーキャンセラにおいては、以上に説明した相関法による推定アルゴリズムの係数修正回路2を用いて適応フィルタ1のタップ係数を修正している。このエコーキャンセラでは、通常時、出力信号  $X_i$  と入力信号  $Y_i$  はそれぞれ遅延回路5、6を経て係数修正回路2に20 入力される。したがって、係数修正回路2における収束遅延は、遅延回路5、6を持たない従来の場合よりも遅延回路5、6での遅延時間D分だけ遅れることになるが、通常時にはこの程度の遅れはエコーキャンセラの動作に大きな影響を与えない。

【0039】ダブルトーク状態が生じてダブルトーク検出回路4によりそれが検出されると、係数修正回路2における相関関数の計算と係数修正の処理を休止する。相関関数の計算も休止するのは、ダブルトークが検出された時点で係数更新(係数修正)を休止しても、自己相関関数と相互相関関数を計算し続けるならば、係数更新の再開後の係数は大きく乱れ、エコー消去量が減少してしまうことになるからである。

【0040】それを防ぐために、ダブルトークが検出されたならば、シフトレジスタからなる遅延回路5、6のデータをリセット(クリア)してダブルトーク時のデータを廃棄し、ダブルトーク状態が解消して遅延回路が正常な信号で満たされた後、係数更新を再開する。また、再開時に自己相関関数と相互相関関数も同時にリセットする構成も可能である。

#### 【0041】図8はその遅延Dを512とおき、式

(9)に従って係数推定を実行した時のエコー消去特性を計算したものであり、i = 4096 ~ 4224までエコー対周囲騒音比を0dBとしてダブルトーク状態としている。収束遅延は遅延Dの影響を受けて1024(D + I)程度と増加しているが、ダブルトークの影響は排除されて同区間中においてもエコー消去量は減少することなく大きく保たれていることが分かる。但し、これ例においては、ダブルトークは64ms以内に検出できるものと仮定している。

\* 速化されていることが分かる。

【0037】第2の方法として式(10)を、

$$(12)$$

【0042】本発明の実施にあたっては種々の変形形態が可能である。上述の実施例はダブルトーク対策を施したものであるが、エコー経路変動に対しては考慮されていない。音響エコーキャンセラではエコー経路変動が絶えず起こる可能性があるため、そのエコー経路変動によってもハウリングが引き起こされることのないような構成とする必要がある。その第1の方策としては収束の高速化である。この観点からすれば、前述のダブルトーク対策のために導入した図2に示す遅延回路6、7の遅延Dによる収束の遅延はむしろ有害となる。

【0043】そこで、エコー経路変動が検出されたならば、相関計算値を記憶するレジスタをリセットし、信号  $X_i$ 、 $Y_i$  を遅延回路6、7を迂回させて直接的に係数修正回路2に入力させて相互相関関数と自己相関関数を計算するよう変更して、係数推定を実行すると共に、所要エコー消去量が得られた適当な時点で遅延回路6、7による遅延Dの挿入に戻す構成とする必要がある。図9はかかる構成を持つ本発明の他の実施例としての音響エコーキャンセラを示すものである。

【0044】すなわち、図9の実施例は、前述の実施例の回路に、エコー経路変動を検出するエコー経路変動検出回路7と、出力信号  $X_i$  を遅延回路6を迂回して係数修正回路2に入力させるスイッチ8と、入力信号  $Y_i$  を遅延回路7を迂回して係数修正回路2に入力させるスイッチ9とを新たに追加したものである。そしてエコー経路変動検出回路7でエコー経路変動が検出されたならばスイッチ8、9を切り換えて出力信号  $X_i$ 、入力信号  $Y_i$  を遅延回路6、7による遅延Dを与えずに直接に係数修正回路2に入力し、収束の高速化を図る。

【0045】図10はエコー経路変動をi = 4096で発生させることにより、図9に示すエコーキャンセラの有効性を確認するシミュレーションの結果である。但し、エコー経路変動検出は、前述した残留エコーと擬似エコーの相関を用いる手法を用いれば2ms(標準化周波数8kHzで換算、以下同じ)程度の遅延で可能であるが、ここでは見やすいように、エコー経路変動の検出に128msを要するものとしている。またスイッチの切換えはエコー経路変動の検出から128ms後に行い、その後の64ms間は係数更新を休止している。

【0046】更に狭帯域信号に対してもこのエコー経路変動と同様にして対処することができる。すなわち、狭帯域信号が収束後に生起する場合は、エコー消去特性に変化に対して何らの処置も必要ではない。処置が必要なのは狭帯域信号で収束した後、広帯域信号となる場合

(すなわち収束の初期において狭帯域信号であった場合)である。しかし、この場合はエコー経路変動と同等

であるので、エコー経路変動検出と同様の処置で対応することができる。すなわち全演算をリセットして推定演算を再起動することが必要である。従って狭帯域信号検出はエコー経路変動検出に代用される。また、収束後、エコー経路変動を監視し続けるならば、残留エコーの増加（エコー消去量の減少）に対しても、係数更新の実行は不要になる。

【0047】図11は狭帯域信号（400Hzの正弦波）で収束した後、 $i = 4096$ において広帯域信号に変化したときのエコー消去特性の例である。但し、エコー経路変動の検出から128ms後以降、係数更新は全て休止する構成とした。この場合、図9に示すダブルトーク検出回路と遅延Dは不要となり、エコー経路変動検出だけで十分となる。また係数更新実行用演算資源はエコー経路変動検出に流用できる。

【0048】以上に説明した実施例では、係数推定アルゴリズムとして、新たに提案した相関法を用いたが、本発明はこれに限られるものではなく、係数修正回路の係数推定アルゴリズムとして他のアルゴリズム、例えば学習同定法、LMS法、最大傾斜法、繰返し法、あるいはカルマン法などの一般的に知られているアルゴリズムを用いることができる。この場合、各アルゴリズムに応じて係数修正回路での係数修正のために必要な信号は変わるの、各アルゴリズムに応じた信号に遅延Dを与えて係数修正回路に入力するよう構成すればよい。

【0049】またダブルトーク検出回路あるいはエコー経路変動検出回路としても種々の方式のものが本発明に適用可能である。

【0050】

【発明の効果】以上に説明したように、本発明によれば、ダブルトークやエコー経路変動に対してもエコー消去量が減少することを防止できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る原理説明図である。

【図2】本発明の一実施例としてのエコーキャンセラを

示す図である。

【図3】実施例回路で用いている係数修正回路の係数推定アルゴリズムである相関法を説明するための図である。

【図4】実施例回路における係数修正回路（相関法）の構成を示す図である。

【図5】相関法を用いた場合と学習同定法を用いた場合のエコー消去特性を比較した図である。

【図6】推定タップ数の段階的増加によるエコー消去特性を示す図である。

【図7】積分項数の漸増法を併用したエコー消去特性を示す図である。

【図8】ダブルトーク時のエコー消去特性を示す図である。

【図9】本発明の他の実施例としてのエコーキャンセラを示す図である。

【図10】エコー経路変動時のエコー消去特性を示す図である。

【図11】狭帯域信号時のエコー消去特性を示す図である。

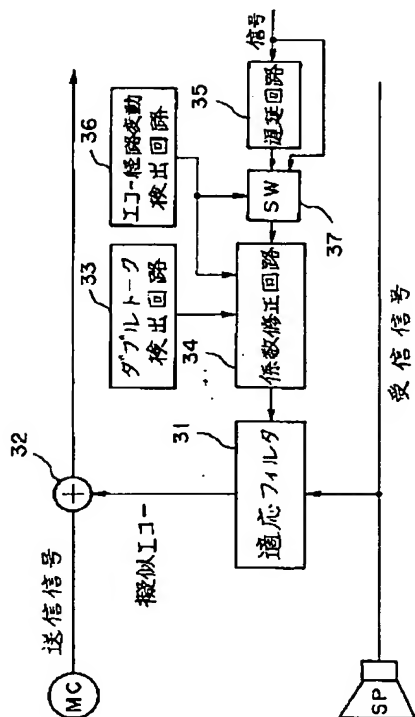
【図12】音響エコーキャンセラの従来例を示す図である。

【符号の説明】

- 1 非巡回型の適応フィルタ
- 2 係数修正回路
- 3 減算器
- 4 ダブルトーク検出回路
- 6、7 遅延回路
- 8、9 スイッチ
- 14 相互相関関数計算回路
- 15 自己相関関数計算回路
- 16 擬似エコー対応成分計算回路
- 17 タップ係数メモリ
- 18 加算器
- 19 減算器

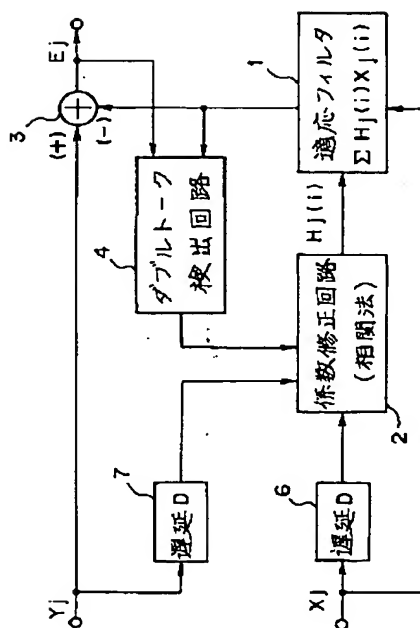
【図1】

本発明に係る原理説明図



【図2】

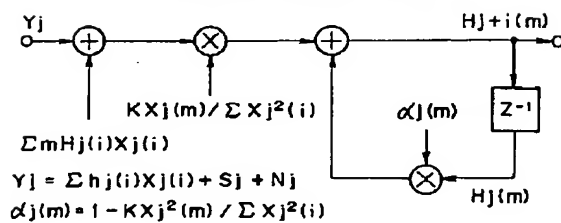
本発明の実施例



【図3】

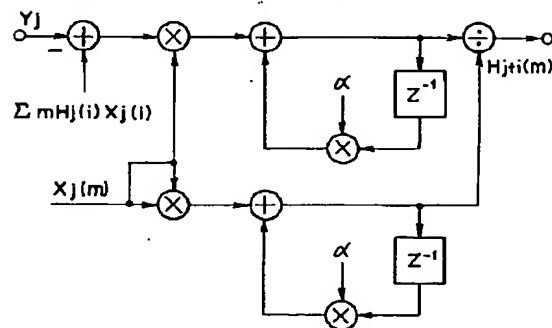
(A)

学習同定法の低域フィルタ表現

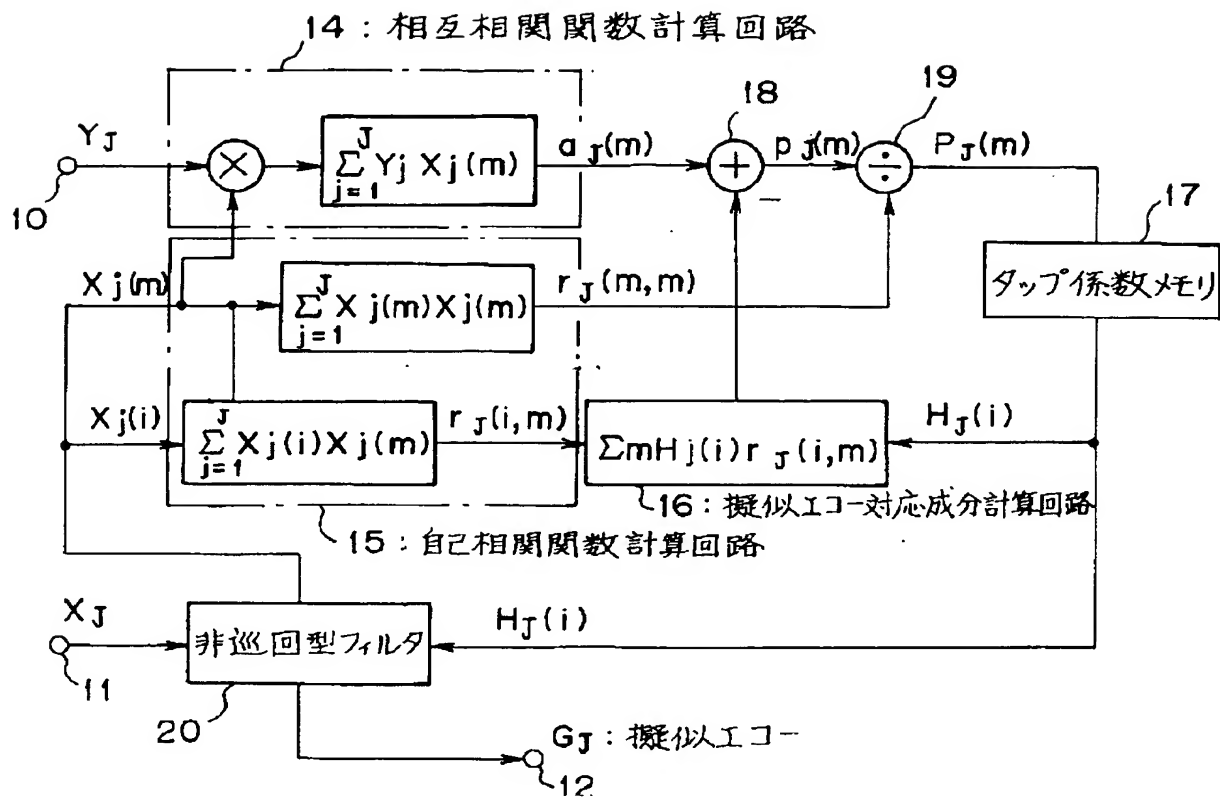


(B)

低域フィルタ係数を定数とする係数推定法

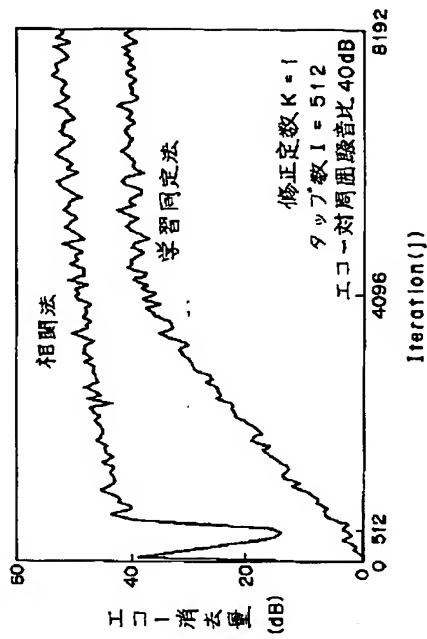


【図 4】



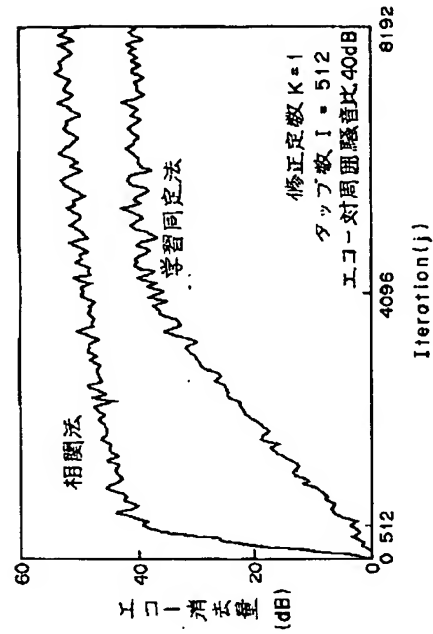
【図5】

相関法と学習同定法のエコー消去特性の比較



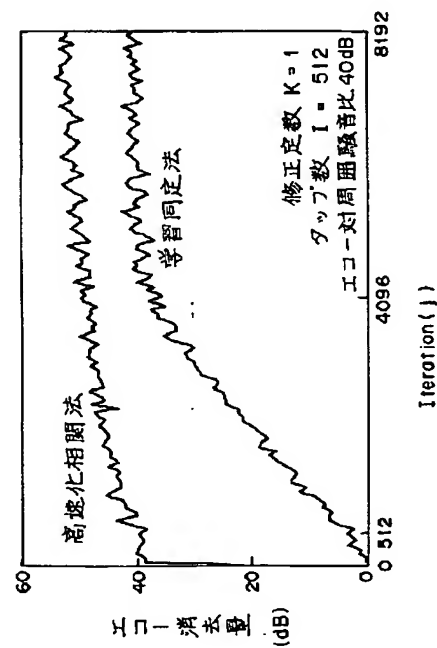
【図6】

推定タップ数の段階的增加によるエコー消去特性



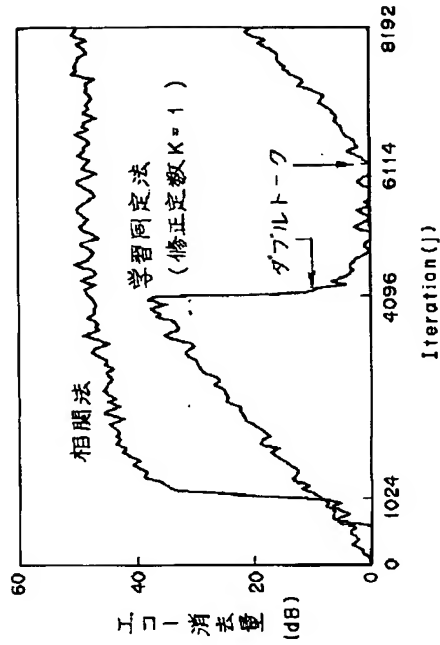
【図7】

積分項数の漸増法を併用したエコー消去特性



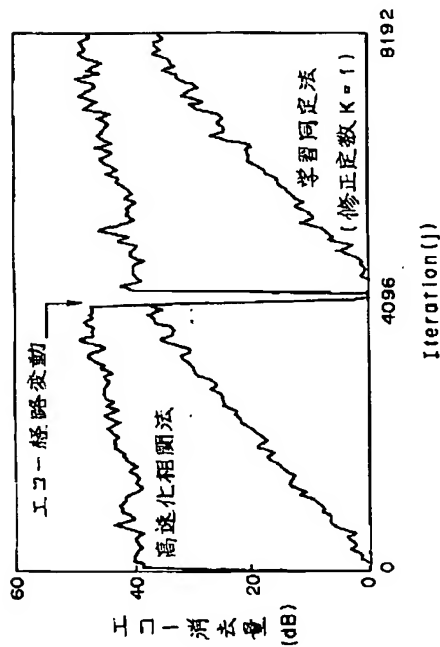
【図8】

ダブルトーク時のエコー消去特性



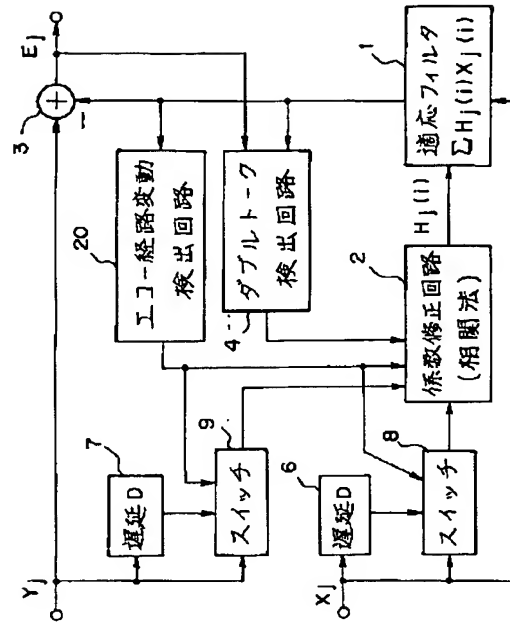
【図10】

エコー経路変動時のエコー消去特性



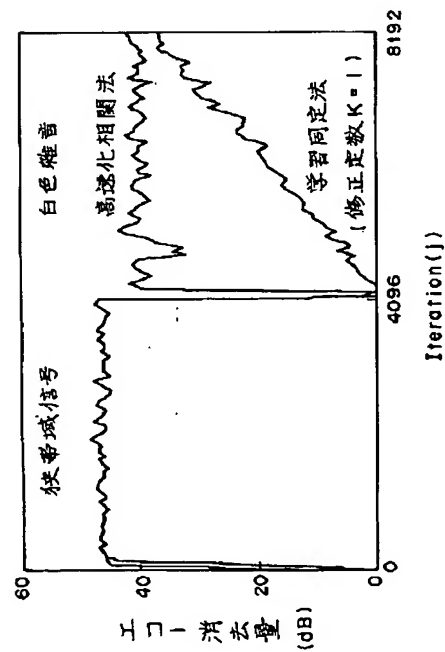
【図9】

本発明の他の実施例



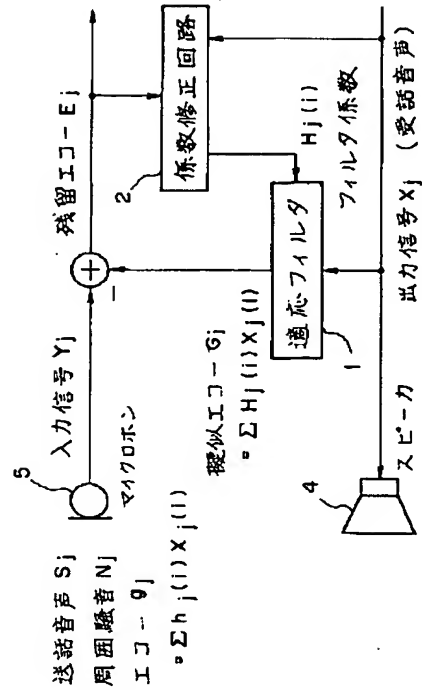
【図11】

狭帯域信号時のエコー消去特性



【図12】

音響エコーキャンセラの従来例



フロントページの続き

(51)Int.Cl.<sup>3</sup>

H 0 4 Q 3/42

識別記号

1 0 4

庁内整理番号

9076-5K

F I

技術表示箇所